

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-168514
(43)Date of publication of application : 22.06.1999

(51)Int.CI. H04L 25/497
G11B 20/14
G11B 20/18
G11B 20/18
G11B 20/18
H03M 13/12
H04L 25/08

(21)Application number : 09-208820
(22)Date of filing : 04.08.1997

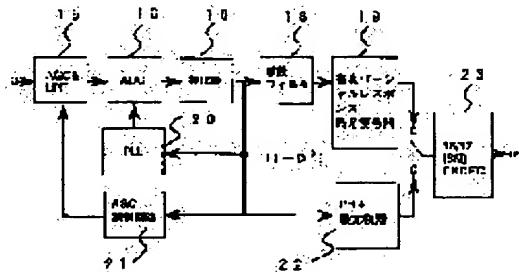
(71)Applicant : HITACHI LTD
(72)Inventor : MITA SEIICHI
SAWAGUCHI HIDEKI
KOBAYASHI NAOYA
KONDO MASAHIRO

(54) PARTIAL RESPONSE DEMODULATION METHOD, AND DEVICE USING THE METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To extend an inter-signal distance regardlessly of a used code and to substantially improve S/N by relieving odd symmetry which the response of an isolated pulse waveform in a higher-order partial response system in a magnetic recording/reproducing device has.

SOLUTION: A magnetic head output keeps signal amplitude constant through AGC (automatic gain control circuit) and LPF (low pass filter) 15, a noise component except for a desired frequency band is removed and ADC 16 executes discrete quantization. An equalizer 10 equalizes a reproduction signal from the magnetic head so that it becomes a partial response characteristic being $(1-D_2)$. Then, it is added to a discrete filter 18 satisfying a minimum phase shift condition for concentrating the energy of the signal. Then, the waveform having the response characteristic being $(1-D_2)(c_0+c_1D+...+c_nD^{n-1})$ is obtained and it is added to a higher-order partial response maximum likelihood decoder 19 so as to identify data. The identified data is demodulated by 16/17 conversion or 8/9 ENNDEC 23 and original user data is obtained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 20.09.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3533315

[Date of registration] 12.03.2004

[Number of appeal against examiner's decision]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-168514

(43)公開日 平成11年(1999)6月22日

(51)Int.Cl.⁶
H 04 L 25/497
G 11 B 20/14
20/18
5 3 4
5 7 0
5 7 2

識別記号
3 4 1
5 3 4
20/18
5 7 0
5 7 2

F I
H 04 L 25/497
G 11 B 20/14
20/18
3 4 1 B
5 3 4 A
5 7 0 F
5 7 2 B

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 21 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号

特願平9-208820

(22)出願日

平成9年(1997)8月4日

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 三田 賢一

神奈川県小田原市国府津2880番地 株式会

社日立製作所ストレージシステム事業部内

(72)発明者 澤口 秀樹

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 小林 直哉

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74)代理人 弁理士 小川 勝男

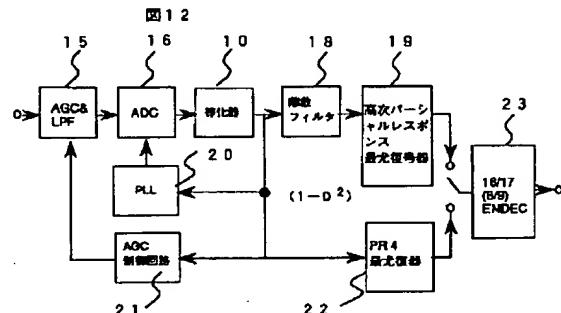
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 パーシャルレスポンス復調方法およびそれを用いた装置

(57)【要約】

【課題】本発明の目的は、磁気ディスクあるいは光ディスク装置等の信号処理方式に関わり、特にEEPROML(Extended EPRML)やEEEPROML(ExtendedEEPROML)信号処理方式などの高次パーシャルレス方式の最小信号間距離を拡張する新しい概念及びその具体的な実現手段を提供することである。

【解決手段】本発明は、データ復調器のうち何れかの過程でパーシャルレスポンスクラス4のデータ系列を得ることができると伝達特性を有し、これに縦続したフィルタにより、パーシャルレスポンスクラス4のデータ系列の応答を信号のエネルギーを保存した状態で非奇対称応答に変更する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】入力データ系列の復調過程でパーシャルレスポンスクラス 4 の応答特性を有し、これに継続し該パーシャルレスポンスクラス 4 のデータ系列の応答を非奇対称応答に変更できる復号手段を設けたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 2】請求項 1 のデータ復調方式において、該パーシャルレスポンスクラス 4 のデータ系列の応答を最小位相推移条件を満たす応答に変更する手段を設けたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 3】請求項 1、2 のデータ復調方式において、該パーシャルレスポンスクラス 4 のデータ系列の応答を整数係数の非奇対称応答になるようしたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 4】請求項 3 のデータ復調方式において、該パーシャルレスポンスクラス 4 のデータ系列の応答を信号間距離を雑音電力と雑音の時間相関の積で除した値が最大となる整数係数を有する応答になるように整数値を選択したことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 5】請求項 1、2、3、4 のデータ復調方式で得られた応答を E E P R M L および E E E P R M L に適用することを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 6】請求項 5 のデータ復調方式において、整数係数の單一パルス応答を E E P R M L の場合に、5, 4, -3, -4, -2 または 2, 2, -1, -2, -1 あるいは 3, 2, -2, -2, -1 および E E E P R M L の場合に、2, 5, 1, -3, -3, -2 あるいは 2, 4, 0, -3, -2, -1 にしたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 7】請求項 6において、外部よりレジスタを介して、係数を任意に選択できる手段を設けたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 8】請求項 1、2 の信号処理方式において少なくとも 1 ビット、3 ビット連続誤りに対して符号誤り訂正能力を有する誤り訂正符号と組み合わせることを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた装置。

【請求項 9】請求項 1、2 の信号処理方式において、最尤復号器出力を直接デコーダを介さずに出力できる機能を備えたことを特長とするデータ復調方式およびこれを用いた L S I チップ。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は磁気ディスクあるいは光ディスク装置等の信号処理方式に関わり、特に E E P R M L (Extended EPRML) や E E E P R M L (Extended EEPRL) 信号処理方式などの高次パーシャルレスポンス方式の高能率復調手法に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】磁気ディスク装置ではパーシャルレスポンスクラス 4 (PR4) と最尤復号方式を組み合わせた (Partial Response Maximum Likelihood 以下 PRML と略す) が、高能率信号処理方式として実用化されている。高能率信号処理方式とは所望のデータ誤り率を低 S/N にて実現できる方式を意味する。最近、PRML 方式よりさらに低い S/N で、信号の再生が可能な信号処理方式として、EPR4 (Extended PR4) と最尤復号方式を組み合わせた EPRML 方式、さらに E E P R 4 (Extended EPR4) と最尤復号方式を組み合わせた E E P R M L (Extended EPRML) 方式などの高次パーシャルレスポンス方式が実用化されている。

【0 0 0 3】図 1 に PRML 信号処理方式を用いた一般的な磁気ディスク装置の構成例を示す。元のデータはインタフェース回路 8 を介して、誤り訂正符号器 7 に供給され、誤り訂正に必要な冗長データが付加される。次に、データ変調器 6 により PRML 方式に必要な変調を行い、これを記録アンプ 5 を介して、磁気ヘッド 4 により磁気ディスク 3 に記録される。磁気ディスクから再生された信号は再生アンプ 5 を経て、データ復調器 1 により PRML 処理される。復調されたデータは誤り訂正復号器 2 により誤り訂正された後、インタフェース回路 8 を経て元のデータに変換される。このような記録再生処理によって低 S/N 信号の再生を行っている。このデータ変調器 1、6 の動作および構成を磁気記録再生系とパーシャルレスポンス方式との関連を示す図 2 を用いて詳述する。まず記録側の処理を述べる。誤り訂正符号器 7 からのデータは遅延素子とモジュロ 2 (Mod. 2) からなるプリコーダ 9 を経由し、記録アンプ 5 経て媒体上に記録される。このプリコーダ 9 は復調時に生じるデータの誤り伝播を防ぐ処置を行なうためのものである。つぎに、再生側の処理について述べる。記録媒体上の磁化は再生磁気ヘッドにより微分特性を有する波形として再生される。PR4 はこの微分特性を (1 - D) なる差分系とみなす。ここで D は 1 ビットの遅延演算子を意味する。再生波形は等化器 10 に供給され、波形の応答が (1 + D) となるように等化される。結果として、等化器の出力における総合伝達特性は (1 - D²) になる。この後、最尤復号器 11 にてデータの識別を行う。図 3 に、ステップ波形を磁気記録した場合の再生孤立波形 (ステップ応答を以下孤立波形と略す) のレスポンスを示す。孤立波形を図 3 (a) に示すように 2 タイムスロットに拡大した波形とみなすのが、PR4 である。この波形は (1 + D) なる特性を持つ。(b) のように 3 タイムスロットに拡大した波形とみなすのが EPR4 である。この波形は (1 + D)² なる特性を持つ。さらに (c) のように 4 タイムスロットに拡大した波形とみなすのが E E P R 4 である。この波形は (1 + D)³ なる特性を持つ。

【0 0 0 4】以下に、E E P R 4 方式を例にとり、高次パーシャルレスポンス方式を概説する。E E P R 4 の総合伝達特性は孤立波形の伝達特性と磁気記録系の伝達特性の積と

して、 $(1-D)$ $(1+D)$ 3となる。これにより決まるEEP4方式のインパルスレスポンスを図4に示す。図4(a)から分かるように、EEP4の孤立波形はビット周期ごとに、1, 3, 3, 1の振幅特性を持つ。したがって、孤立パルスの応答は、図4(b)に示すように、上下反転した孤立波形を1ビット周期ずらして重畠することで得られる。すなわち、孤立パルスの応答は1, 2, 0, -2, -1となる。EEP4に最尤復号器を組み合わせたEEPRMLのトレリス線図を図5に示す。周知のようにEEPRML方式の動作は、トレリス線図で説明される。図中、 ak は時刻 k におけるEEPRMLへの入力信号を表わす。ここで12は状態を示し、13は状態推移を示す。ラベル(ak/yk)の上段と下段はそれぞれ入力信号値と出力信号値を示している。各信号処理方式の状態は過去の入力信号系列により決まる。EEPRMLでは、現時刻の再生信号レベルは過去の4タイムスロットにわたる信号の影響を受ける。時刻 k における状態を Sk とすれば、 $Sk = ((ak-4, ak-3, ak-2, ak-1) | ak(1, 0))$ と与えられ、状態数は16になる。時刻 $k-1$ において複数の状態から発した状態推移が時刻 k のある特定の状態に集まる。これらの状態推移に対し、各ラベルの下段に示されている出力信号と入力信号の差の2乗値をプランチメトリックと呼ぶ。また各状態に対する現時刻までのプランチメトリックの累積値をパスメトリックと呼ぶ。時刻 k のある特定の状態に集まる状態推移の内、時刻 $k-1$ までのパスメトリックと各状態推移に対応するプランチメトリックの和が最も小さい値となる状態推移だけを最尤条件(もつとも確からしい)を満たす状態推移(パス)として選択する。この過程は以下に述べるようなステップに分けられる。すなわち、パスメトリックとプランチメトリックを加算(Add)する。次に、これらの加算値を状態毎に比較(Compare)し、最小値となる状態推移を選択(Select)する。これらの一連の動作をACSと略す。最尤復号は、このACS動作を各時刻、各状態毎に繰り返し、最終的にトレリス線図上でパスが一つに収束した時点で、データを確定させる方法であり、周知の技術である。

【0005】EEPRMLの性能は最小自由距離(D_{free})で決まる。ここで D_{free} とは図5に示すトレリス線図上のある特定のノードから他の特定のノードに至る各種組み合わせの中でパスメトリックの差が最小のものである。EEPRMLの D_{free} は6であることが知られている。さらに、 D_{free} に続く信号間距離は8, 10となる。EEPRMLのこれらの信号間距離は、最尤復号器に入力されるデータパターンで決まる。特に、信号間距離はパターン中の0から1あるいは1から0へ変化する連続回数で規定される。後述するように、例えばパターン中の反転位置を p で表わすと、 p p p と3回連続する反転位置を持つ2種のパターンが1ビットずれた状態にある場合にこれらのパターン間の距離が D_{free} を与える。これらのEPRML方式やEEPRML方式の性能をさらに向上するために、Maximum

Transition Run Code (MTRコードと略記する) が最近提案された。たとえば、"Maximum Transition Run Codes for Data Storage Systems", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, No. 5, September, 1996, pp3992-3994が公知例として知られている。上記MTRコードはパターンの反転が3回以上発生することを制限する機能を持つ。このMTRコードを使用すると、EEPRMLの信号間距離10以上のもののみに限定できる。したがって、等価的に信号のS/Nを向上できる。しかしながら、MTRコードではコードレートが4/5等になり、この値は通常使用されている16/17GCR (Group Coded Recording) や8/9GCRに比較して低い。このためコードレート損失が大きく、トータルのコーディングゲインは必ずしも満足行くものでない。具体的には、信号間距離が6から10に改善されることで生じるゲインは約2, 2dBである。一方、コードレート損失は、磁気ディスクの記録密度にもよるが、例えば規格化線密度(再生波形の半値幅を記録パルスの幅で規格化したもの) = 3のところで、約1dB以上になり、トータルのコーディングゲインはせいぜい1dB程度である。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明の課題は、高次のパーシャルレスポンス方式とりわけEEPRML方式やEEEPRL方式の信号間距離を使用するコードにかかわらず拡張する一般的手法を提供することである。すなわち、磁気ディスク装置用PRML信号処理で使用されている16/17GCRや8/9GCRをそのまま適用できるようにして、コードレート損失を新たに生じることなく、信号間距離を等価的に拡大する手法を提供することである。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、高次のパーシャルレスポンス方式とりわけEEPRML方式やEEEPRL方式において孤立パルス波形の応答を本来のEEPRMLやEEEPRLの応答から変化させることで、信号間距離を拡大させる。高次のパーシャルレスポンス方式では孤立パルスの応答は奇対称波形に選ばれている。例えば、EEPRML方式では、前述したように、孤立パルス波形の応答は1, 2, 0, -2, -1となる。本発明では、このような高次のパーシャルレスポンス方式の孤立パルス波形の応答が有する奇対称性を緩和することで、まず第1に信号間距離を拡大する。この信号間距離は信号識別時のS/N比を決める。この距離が大きいほど等価的に信号の振幅が大きくなることを意味する。第2に雑音電力を低減する。パーシャルレスポンスの雑音は複数の時刻にわたって互いに相関を有する。最尤復号器の性能は、この雑音の相関の影響により劣化する。したがって、雑音の相関を抑圧することで実質的に雑音を低減することができる。すなわち、高次のパーシャルレスポンス信号のS/Nは次式で規定される。

【0008】

$$S/N = \text{信号間距離} / (\text{雑音電力} \cdot \text{雑音相関係数})$$

EEPRML方式を例にとり、本発明を具体的に説明する。符号は {1, 0} の2進数である。いま、符号誤りの大きさを定義するために、1が0に誤った場合には1、逆に0が1に誤った場合には-1、誤りが発生しなかった場合には0なる値を対応させる。この定義に従ったEEPRML方式の誤りパターンを分類したものを下記に示す。

【0009】 (A) 信号間距離 = 6 の場合

(1, -1, 1)

(B) 信号間距離 = 8

1) (1, -1, 1, 0, 0, 1, -1, 1)

2) (1, -1, 1, -1, 1)

(C) 信号間距離 = 10

(0, 1, 0) etc.

(A) の実際の符号誤りパターンは $(a, b, 1, 0, 1, c, d)$ が $(a, b, 0, 1, 0, c, d)$ に誤るかまたはその逆の場合である。

【0010】 (B) 1) の実際の符号誤りパターンは $(1, 0, 1, a, b, 1, 0, 1)$ が $(0, 1, 0, a, b, 0, 1, 0)$ に誤るかまたはその逆の場合である。

【0011】 (B) 2) の実際の符号誤りパターンは $(1, 0, 1, 0, 1, 0, 1)$ が $(0, 1, 0, 1, 0, 1)$ に誤るかまたはその逆の場合である。ここで a, b, etc. は任意である。

【0012】 (C) は 1 ビットの孤立パルス誤りである。 (A) と (B) に共通するパターンは前述したように、信号の反転が少なくとも 3 回以上連続する。したがってデータパターンでは $a b 1 0 1 0 c d$ かまたは $a b 0 1 0 1 c d$ およびこれらが連続する場合である。図 6 は信号間距離 = 6 の誤りをトレリス線図上に示したものである。図 6 中に示す 2 種のデータ系列 α および β はそれぞれ $0 1 0 a b c d e$ 、 $1 0 1 a b c d e$ なる値を持ち、最初の 3 ビットのみが異なる。これに対応する波形を図 7 に示す。この図から分かるように、この 2 種のパターンの信号間距離は 6 である。図 8 に同様に上記

(B) 1) に対応する波形を示す。

【0013】さて、EEPRMLは伝達特性 $(1 - D) / (1 + D)^3$ を有し、これにより図 4 (b) に示したように、インパルスレスポンスは $1, 2, 0, -2, -1$ に決まる。したがって、1 ビット誤りが生じた場合には、誤ったパターンと本来の誤りが無いパターンとの信号間距離はこのインパルスレスポンスの各値の 2 乗和である 10 となる。この信号間距離はインパルスの持つ信号のエネルギーそのものである。しかるに、図 7、図 8 に示すような信号間距離 = 6 あるいは信号間距離 = 8 のパターンが

$$L(t) = 1.0 / (1 + (2t/TW)^2)$$

TW は半値幅を与える。

【0014】この式 2 から明らかに、 $L(t)$ は左右対称の波形である。ここで半値幅と記録するパルスの時間幅 T との比 (TW/T) を規格化線密度と定

式 1

存在する理由は、これらのパターンの組み合わせは、本来のインパルスの持つ信号エネルギーを相殺することにある。換言すれば、EEPRML方式は誤り伝播が発生しやすいパターンを有する。図 9 に示す例を用いて、このような信号間距離を減少させる原因をさらに考察する。この図は、図 7 に示したEEPRMLにおける信号間距離 6 となるパターンを示したものである。このパターンでは、信号反転が P_1, P_2, P_3 と 3 回連続する。従って、図 9 (a) に示すように、レスポンス $1, 3, 3, 1$ を有する孤立波形が正負正と交互に繰り返す。この結果、 $1, 2, 1, 1, 2, 1$ なるレスポンスが得られ、この信号のエネルギーは各値の 2 乗和 $(1) 2 + (2) 2 + (1) 2 + (1) 2 + (2) 2 + (1) 2 = 12$ となる。一方各孤立波形単体の信号エネルギーは $(1) 2 + (3) 2 + (3) 2 + (1) 2 = 20$ となる。これ故、信号反転が P_1, P_2, P_3 と 3 回連続するパターンでは孤立波形 3 個の合計 60 の信号エネルギーが 12 に縮退している。たとえば、図 9 (b) に示すように、孤立波形のレスポンスのうち、右端の 1 の振幅を持つレスポンスを除去すると信号間距離は 15 まで向上する。これの意味するところは、EEPRMLの孤立波形のレスポンス $1, 3, 3, 1$ が複数のビットに広がり過ぎているため、前述した

(A) (B) に示す特別なパターンで、本来の信号の有するエネルギーが相殺されることである。これが、本質的に信号間距離を低減させ、この結果誤り伝播を引き起こすことになる。

【0014】この考察により、信号間距離を拡大するための根本的な指針は、孤立波形のエネルギー (電力) を損失することなく、エネルギーを集中する方策をたてることである。一般的に、信号のエネルギーを集中する手段は、図 10 に示すように、孤立波形を全域通過フィルタ 14 に通し、最小位相推移条件を満たせばよいことが通信理論により明らかにされている。ここで最小位相推移条件とは、有理関数で与えられる信号の伝達関数の零点と極が同一単位円周内に存在することである。この条件を満たすように位相フィルタを設定することにより、信号のエネルギーが保存されたまま、インパルスレスポンスの前半部分に信号エネルギーを集中できる。磁気記録では、孤立波形はローレンツ波形で近似できることがよく知られている。これを $L(t)$ で与えると、以下の式で示される。

【0015】

式 2

義する。 TW/T の値が大きいほど、高密度記録された波形になる。通常磁気記録では、規格化線密度が 2.5 前後のものが使用されている。規格化線密度 2.5 と 3.0 を有するローレンツ波形を最小位相推移フィルタ

に通して得られた波形を $L_{min}(t)$ とする。図 11 に $L_{min}(t)$ を示す。図 11 から明らかなように波形は左右非対称であり、エネルギーが孤立波形のレスポンスの前半に集中していることが分かる。しかしながら、非対称形から信号弁別に必要なクロック信号（タイミング信号）を抽出するのは一般に非常に困難である。この理由の一つは、位相歪みによりパターン依存のあるジッ

$$PR(D) = (1 - D^2) (c_0 + c_1 D + \dots + c_n D^{n-1}) \quad (式 3)$$

右辺の前項の状態でタイミング抽出を行い、この後右辺の後項で与えられる非対称レスポンスを離散時間フィルタで与えることにより、上記非対称性を波形に与える。この際に式 1 で与える S/N が最大となる非対称係数 c_0, c_1, \dots, c_n を選択する。

【0017】つぎに、実際の非対称係数を求める手法を述べる。まず 16 状態のEEPRLML の場合には、上記係数は $(c_0 = 1, c_1 = 2, c_2 = 1)$ で与えられる。すなわち c_1 を中心に c_0 と c_2 の値が対称係数となっている。これに対し、非対称係数を求めるには、まず式 3 右辺の後項を $c_0 = 1$ のモニック多項式にし、 c_1 と c_2 を実数の 2 变数関数とみなし、式 1 の評価基準にしたがって最適係数を求める。この後、この実数に最も近い整数係数を求める。式 1 に示した信号間距離、雑音電力・雑音相関係数等の求め方は、文献 “Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference”, IEE E Transactions on Information Theory, vol. IT-18, No. 3, May, 1972, pp363-378 に詳細に記載されているため、省略する。表 1 に 16 状態のパーシャルレスポンスの代表的特性を示す。表中に示す孤立パルスの距離は孤立パルスの有する電力そのものである。最小距離は与えられた係数を持つパーシャルレスポンス信号のトレリスダイアグラム上の距離の内、最小になるものである。したがって、最小距離/孤立パルスの距離はこれを与えるパーシャルレスポンスのエネルギーの利用効率を与える指標となる。本発明による係数を有するパーシャルレスポンス方式はいずれも通常のEEPRLML のものよりもこの点で優る。結果として、対称係数を有するEEPRLML に対し、 S/N を効果的に改善できていることが分かる。表 2 に 32 状態のパーシャルレスポンスの代表的特性を示す。この場合にも、同様に特性の改善が顕著である。なお、表 1 および表 2 の特性は規格化線密度が 2.5 の場合に相当する。本発明は、さらに、 S/N の改善だけでなく、符号誤りの長さも従来のEEPRLML やEEPRLML 方式の持つ長く連続する誤りから 1 ビットかあるいは 3 ビット長さの誤りが主体のものに改善できる。したがって、本発明は、少なくとも 1 ビットおよび 3 ビット連続誤りに対して符

タ（時間ゆらぎ）が増加するためである。他の理由として、信号振幅が多値となるため、クロック信号（タイミング信号）抽出回路が複雑になり、この実現が困難になるからである。したがって、本発明では、この矛盾する条件を解消するために、高次パーシャルレスポンスの多項式 $PR(D)$ を次式のように因数分解し

号誤り訂正能力を有する誤り訂正符号と組み合わせることで効率的な誤り訂正が可能になるという特長も有する。

【0018】

【発明の実施の形態】本発明にしたがった実際の回路構成例を図 12 に示す。まず、磁気ヘッド出力はプリアンプを経て、AGC（自動利得制御回路）と LPF（低域通過フィルタ）15 に供給される。AGC にて、信号振幅が一定値になるように制御された後、LPF により所望周波数帯域以外の雑音成分が除去される。この LPF 出力信号は ADC 16 により離散量子化され、等化器 10 に入力される。等化器 10 では前述したように磁気ヘッドからの再生信号を、 $(1 - D^2)$ なるパーシャルレスポンス特性となるように等化する。この等化器の出力から ADC 16 を動作させるために必要なクロック信号を PLL 回路 20 により生成する。同時に、AGC 15 の制御信号も AGC 制御回路 21 から得る。つぎに、等化器出力を離散フィルタ 18 に加え、その出力に $(1 - D^2) (c_0 + c_1 D + \dots + c_n D^{n-1})$ なる応答特性を持つ波形を得て、これを最尤復号器 19 に加え、データ識別を行う。この識別データを 16/17 変換もしくは 8/9 ENDEC により復調し、その出力に元のユーザデータを得る。なお、等化器出力を PR 4 の最尤復号器 23 に供給することにより、通常の PRML 復調データが得られる。つぎに、離散フィルタの構成を示す。図 13 は $(c_0 = 3, c_1 = 2, c_2 = 1, c_3 = 2)$ なる係数を持つ離散フィルタの構成例である。等化器 10 の出力を離散フィルタの入力端 30 に加える。この信号を 3 倍の係数乗算器 31 を通した出力、遅延回路 33 により 1 ビット遅延した信号を 2 倍の係数乗算器 32 に通した出力、2 ビット遅延回路を通した出力を加算器 34 により加算することで所望のフィルタ特性を出力端 35 に得る。他の係数に関して同様に構成できることは明らかである。

【0019】つぎに、本発明によるトレリスダイアグラムの構成法を示す。最尤復号器への入力ビットの値 ak と各状態 Sk および出力 yk は次式の関係がある。

$$Sk = ak-5, ak-4, ak-3, ak-2, ak-1$$

$$yk = c_0 ak + c_1 ak-1 + (c_2 - c_0) ak-2 + (c_3 - c_1) ak-3 - c_2 ak-4 - c_3 ak-5$$

最尤復号器は $c_3 = 0$ の場合には 16 状態、 c_3 の値が非零の場合には、32 状態を有する。

【0020】($c_0 = 3$ 、 $c_1 = 2$ 、 $c_2 = 1$) なる値を持つ 16 状態最尤復号器のトレリス線図の構成例を図 14 に示す。ここでこのような係数を有するパーシャルレスポンスを MEEPRL と呼称する。図 14 の 16 状態最尤復号器の一実施形態を図 15 に示す。本処理回路は、プランチメトリック生成部 40、ACS 回路 41、バスメモリ 42 から構成されており、図 14 に示した MEEPRL トレリス線図に基づき回路が構成されている。プランチメトリック生成部 40 は、MEEPRL トレリス線図の各状態から発生する状態遷移のプランチメトリックを与えるものである。ACS 41 は、16 状態のバスメトリックとプランチメトリック値との加算、比較、選択を行い、もっとも確からしいバスに対するバスメトリック値を生成する。バスメモリ 42 は、各状態の比較結果をもとに、復号データの生成を行う。なおバスメトリックの初期化を初期設定回路 43 により、本回路起動時に行なう。

【0021】次に、本発明のデータ復調回路を用いた磁気記録再生装置の一実施例を図 16 に示す。パソコン等の外部装置は、磁気記録再生装置内のコントローラ 102 を介して、データの授受が行われる。まず、外部装置からのデータを記録する場合について説明する。コントローラ 102 は、データの記録命令を受けるとサーボ制御回路 103 に対し、記録すべき位置(トラック)に記録再生ヘッド 106 を移動する命令を発行する。記録再生ヘッドの移動が完了後、記録データは、記録データ処理回路 104、R/W アンプ 5、記録再生ヘッド 4 を介して記録媒体 3 に記録される。記録データ処理回路 104 は、エンコーダ 2、3、シンセサイザ 112、プリコード 9、記録補正回路 114 で構成され、エンコーダ 23 は、記録データをコーディング規則にしたがったコーディング処理、たとえば、8/9GCR (0, 4/4) コード変換を行う。エンコードされたデータ列は、シンセサイザ 112 の記録ビット周期にしたがって送り出される。プリコード 9 は、データ列に一定の拘束条件を与えるため、再度コード変換される。記録補正回路 114 は、磁気記録固有の記録処理の非線形性を除去するものである。以上の動作により記録処理が行われる。次に、データの再生動作について説明する。コントローラ 102 は、データ再生命令を受けると、サーボ制御回路 103 に対し、記録再生ヘッド 4 を該当するデータが記録された位置(トラック)へ移動する命令を発行する。記録再生ヘッドの移動が完了後、記録媒体 3 に記録された信号は、記録再生ヘッド 4、R/W アンプ 5 を介して、データ復調回路 1 に入力される。データ復調回路 1 で復調された復調データは、コントローラ 102 に出力され、復調データの正当性を確認したのち外部装置にデータを転送する。

式

データ復調回路 1 は、ヘッド再生波形の振幅を一定にする AGC 回路 15、信号帯域外の雑音を除去する帯域除去フィルタ (LPF) 15、再生信号をサンプリングする ADC 16、再生波形の符号間干渉を除去する等化器 10、ADC 16 のサンプリングタイミングを決定する PLL 20、本発明の主眼となるデータ復調回路 1、復調データのデコード処理 (8/9 GCR デコード) を行うデコード 23 から構成される。マイコン 101 は、コントローラ 102、データ復調回路 1 などの装置全体の処理をソフトウェアで行うものである。ここでは、マイコン 101 は、コード違反検出回路 128 の検出結果の検知、PRML 処理回路 23 と MEEPRL 処理回路 19 を切り替えるマルチプレクサ 129 に情報を与えるレジスタ 130 の設定などの処理を行う。さらに、PRML 処理回路の代わりに、表 1 に示す係数を有する他の MEEPRL 処理回路を用いて、記録密度に応じてこれらを適応的に切り替える構成にすることも可能である。さらに、前述したように本発明では最尤復号器の出力データ中に生じる誤りの長さが 1 ビットあるいは 3 ビットが支配的になるため、これに適する誤り訂正を行なった後、デコード 23 にて 8/9 GCR 等のデコード処理を行なう方が、符号誤りの拡大を防止する点で望ましい。このために、本発明による LSI を構成する際に、LSI 出力端子にデコード前の最尤復号器の出力を直接出すことを可能にする配線を行なうことも有効である。

【0022】

【発明の効果】本発明は、磁気記録装置の再生孤立磁化反転波形を非対称波形に変更することで、EEPRLML や EEEPRML 等で問題になっていたある特定パターンにおいて発生する誤り伝播を抑止する。MEEPRLML 方式は EEPRLML 方式に比較して、磁気記録装置の再生孤立磁化反転の半値幅と記録信号の半値幅の比が装置の実用範囲である 2.5 程度の場合には、約 1.5dB 以上の S/N が改善が見込まれる。本発明は、さらに、S/N 比の改善だけでなく、符号誤りの長さも従来の EEPRLML や EEEPRML 方式の持つ長く連続する誤りから単一ビットあるいは 3 ビット長さの誤りが主体のものに改善できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明のデータ復調回路の一実施例を示した構成図。

【図 2】PRML 復調と磁気記録再生系の関連を示す図。

【図 3】各種パーシャルレスポンスの孤立波形応答を示す図。

【図 4】EEPRL4 の孤立波形および孤立パルス応答を示す図。

【図 5】EEPRLML のトレリス線図を示す図。

【図 6】EEPRLML の信号間距離 6 を与えるパターンをトレリス線図上に示した図。

【図 7】EEPRLML の信号間距離 6 を与える波形の例を示す

図。

【図 8】EEPROMの信号間距離 8 を与える波形の例を示す図。

【図 9】EEPROMの信号間距離が 6 に縮退する原因を示す図。

【図 10】パーシャルレスポンスの孤立波形応答のエネルギーを集中させる基本原理を示す図。

【図 11】最小位相推移波形の例を示す図。

【図 12】本発明を実施する回路構成の一実施例を示す図。

【図 13】本発明の離散フィルタ回路構成の一実施例を示す図。

【図 14】本発明の係数を持つトレリス線図の例を示す図。

【図 15】本発明による 16 状態最尤復号器の一実施形

態を示す図。

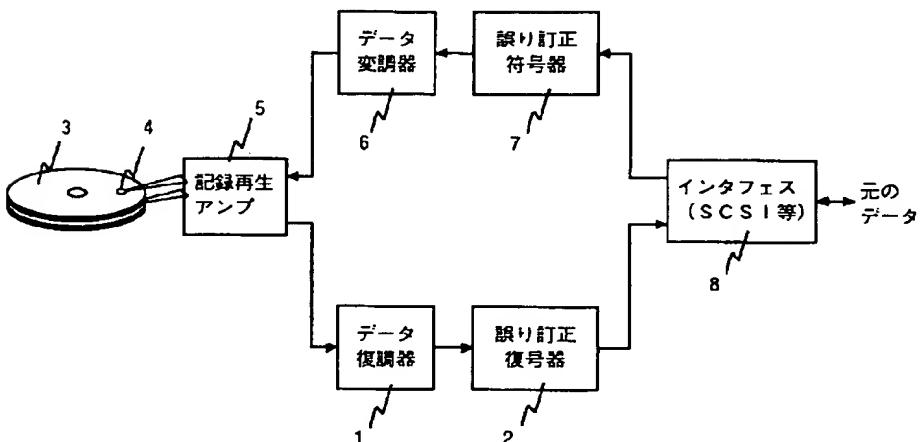
【図 16】本発明を用いた磁気ディスク装置のデータ復調方法を示す図。

【符号の説明】

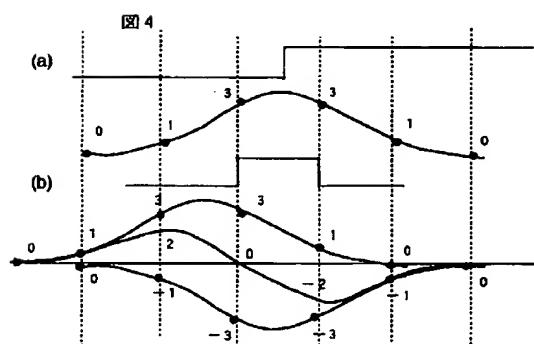
1: データ復調器、2: 誤り訂正符号器、5: 記録再生アンプ、6: データ変調器、7: 誤り訂正符号器、9: ブリコーダ、10: 等化器、11: 最尤復号器、12: パスメトリック、13: ブランチメトリック演算器、14: 全域通過フィルタ、15: AGC、16: ADC、18: 離散フィルタ、19: 高次パーシャルレスポンス最尤復号器、20: PLL、23: 16/17ENDEC、31: 3 乗算器、32: 2 倍乗算器、33: 遅延回路、34: 加算器、40: ブランチメトリック生成回路、41: ACS回路、42: パスメモリ、101: マイコン、102: コントローラ、103: サーボ制御回路、129: マルチプレクサ、130: レジスタ、

【図 1】

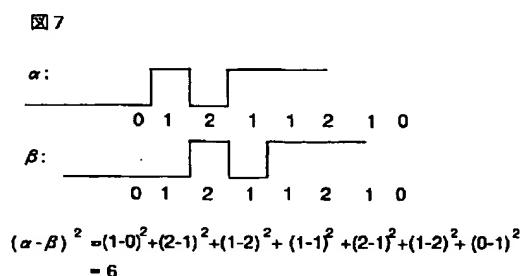
図 1



【図 4】

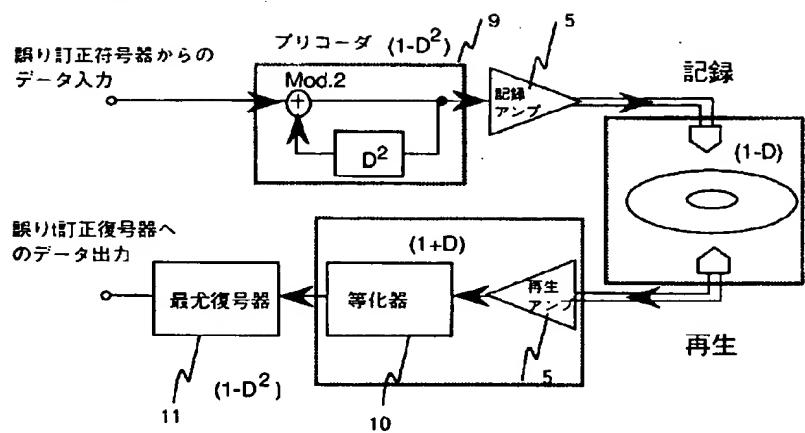


【図 7】



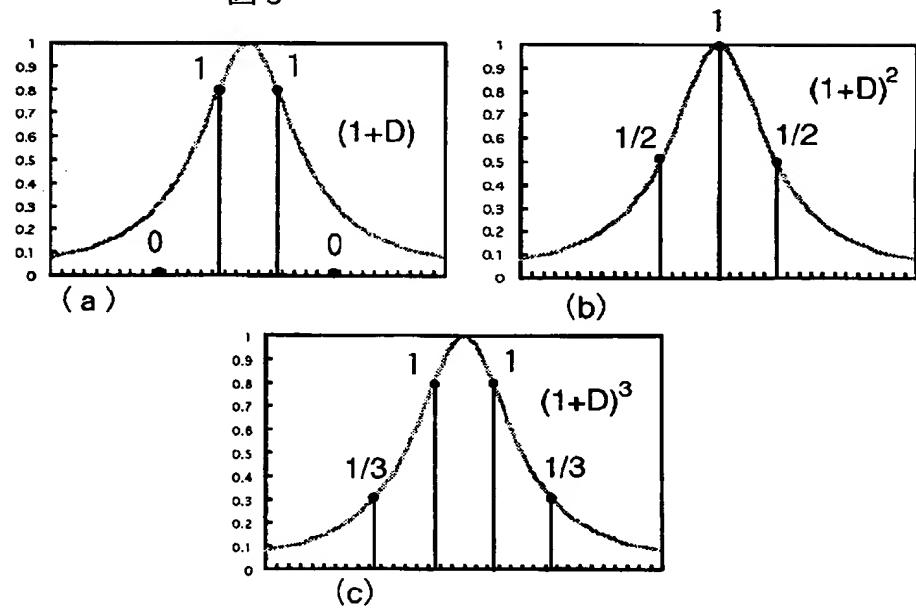
【図2】

図2

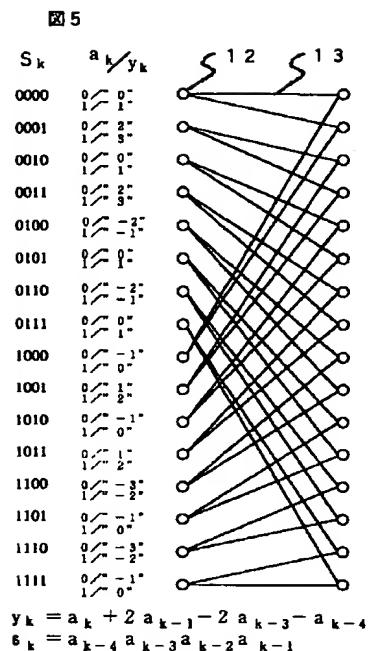


【図3】

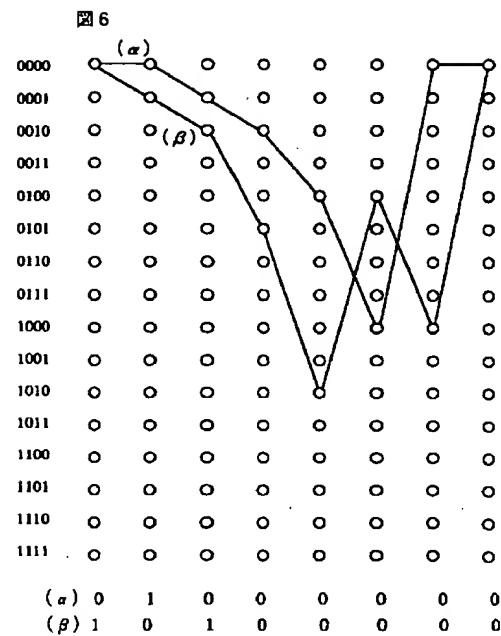
図3



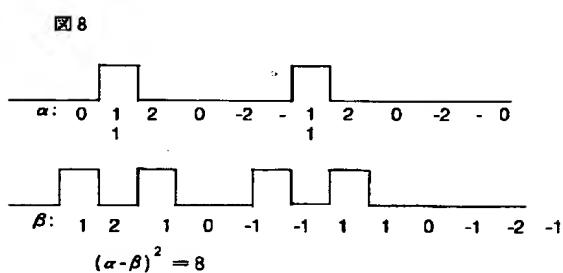
【図5】



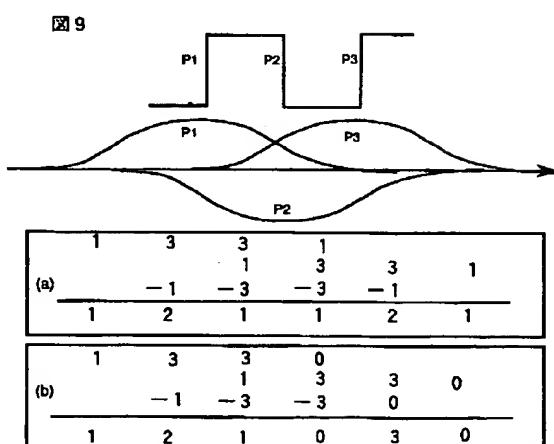
【図6】



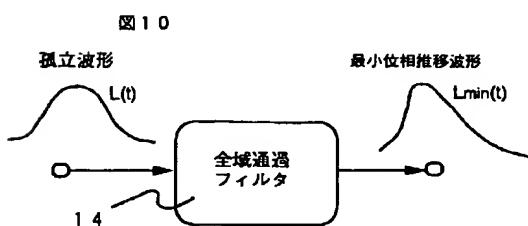
【図8】



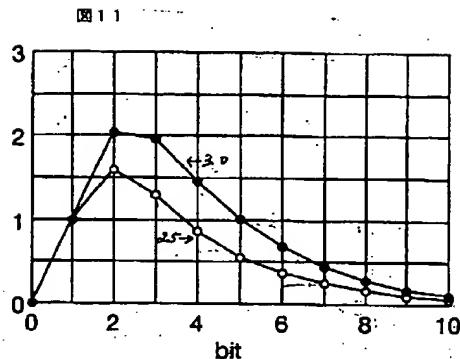
【図9】



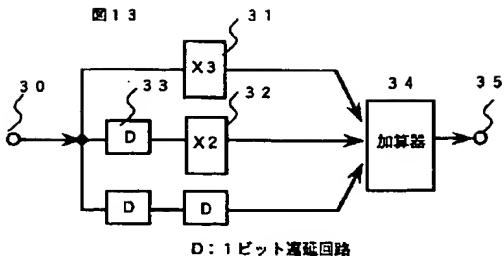
【図10】



【図11】

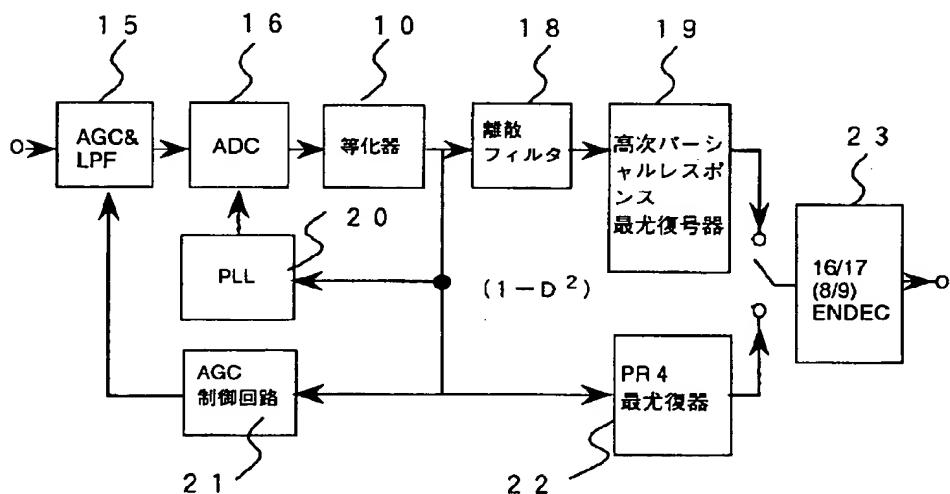


【図13】



【図12】

図12



【表1】

表1

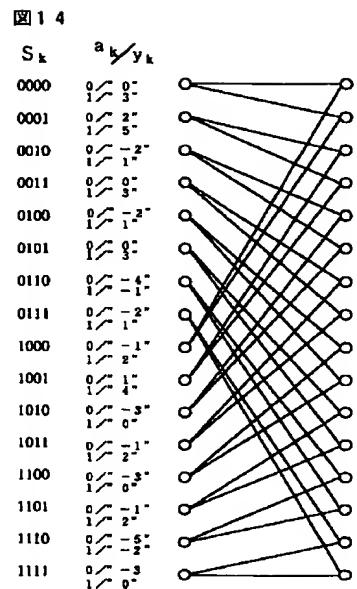
	係数			孤立ノット距離	最小距離	最小距離/孤立ノット距離	S/N
	C ₀	C ₁	C ₂				
EEPROM	1	2	1	10	6	0.60	-0.46dB
本発明 No.1 (3)	6	4	2	22	18	0.817	1.01dB
本発明 No.2	5	4	2	70	48	0.69	0.753dB
本発明 No.3	4	4	2	14	8	0.57	0.036dB

【表2】

表2

	係数			孤立ノット距離	最小距離	最小距離/孤立ノット距離	S/N
	C ₀	C ₁	C ₂				
EEPROM	1	3	3	1	28	12	0.428
本発明 No.4	2	5	3	2	52	28	0.538
本発明 No.5	2	4	2	1	34	20	0.588
							0.626dB

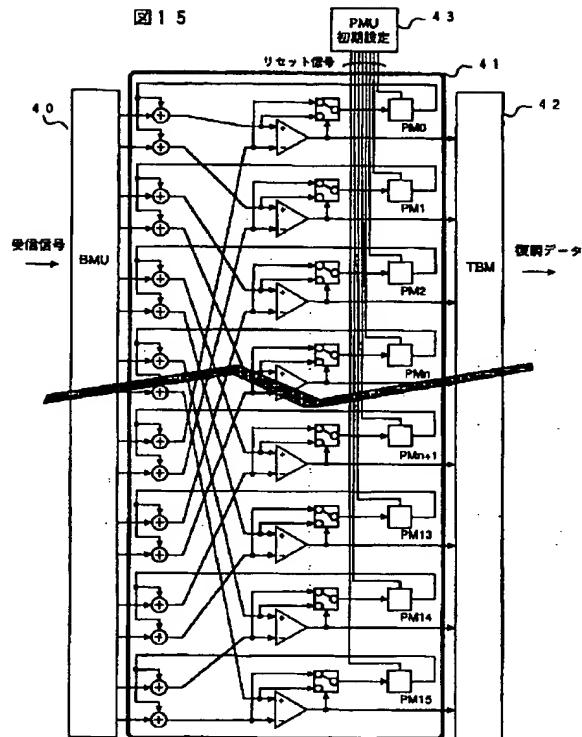
【図 14】



$$y = 3 a_k + 2 a_{k-1} - 2 a_{k-2} - 2 a_{k-3} - a_{k-4}$$

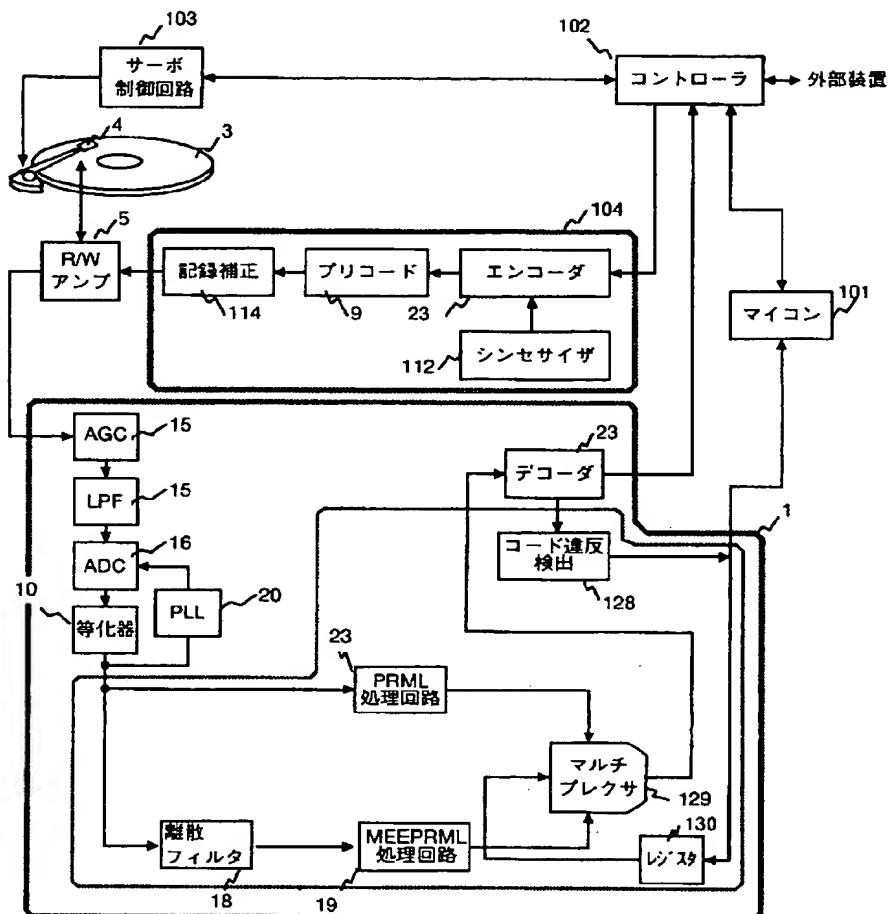
$$S_k = a_{k-4} a_{k-3} a_{k-2} a_{k-1}$$

【図 15】



[図16]

16



【手続補正書】

【提出日】平成11年3月8日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】発明の詳細な説明

【補正方法】変更

【補正內容】

【発明の詳細な説明】

【発明の属する技術分野】本発明は磁気ディスクあるいは光ディスク装置等の信号処理方式に関わり、特にEEPROML(Extended EPRML)やEEEPRML(Extended EEPROML)信号処理方式などの高次パーシャルレスポンス方式の高能率復調手法に関する。

【従来の技術】磁気ディスク装置ではパーシャルレスポンスクラス4(PR4)と最尤復号方式を組み合わせた(Partial Response Maximum Likelihood 以下PRMLと略す)が、高能率信号処理方式として実用化されている。高能率信号処理方式とは所望のデータ誤り率を低S/Nにて実現できる方式を意味する。最近、PRML方式よりさらに低いS/Nで、信号の再生が可能な信号処理方式として、EPR4(Extended PR4)と最尤復号方式を組み合わせたEPRML方式、さらにEEPRL4(Extended EPR4)と最尤復号方式を組み合わせたEEPRL4(Extended EPRML)方式などの高次パーシャルレスポンス方式が実用化されている。図1にPRML信号処理方式を用いた一般的な磁気ディスク

装置の構成例を示す。元のデータはインタフェース回路8を介して、誤り訂正符号器7に供給され、誤り訂正に必要な冗長データが付加される。次に、データ変調器6によりPRML方式に必要な変調を行い、これを記録アンプ5を介して、磁気ヘッド4により磁気ディスク3に記録される。磁気ディスクから再生された信号は再生アンプ5を経て、データ復調器1によりPRML処理される。復調されたデータは誤り訂正復号器2により誤り訂正された後、インタフェース回路8を経て元のデータに変換される。このような記録再生処理によって低S/N信号の再生を行っている。このデータ変復調器1、6の動作および構成を磁気記録再生系とパーシャルレスポンス方式との関連を示す図2を用いて詳述する。まず記録側の処理を述べる。誤り訂正符号器7からのデータは遅延素子とモジュロ2(Mo d. 2)からなるプリコーダ9を経由し、記録アンプ5経て媒体上に記録される。このプリコーダ9は復調時に生じるデータの誤り伝播を防ぐ処置を行なうためのものである。つぎに、再生側の処理について述べる。記録媒体上の磁化は再生磁気ヘッドにより微分特性を有する波形として再生される。PR4はこの微分特性を(1-D)なる差分系とみなす。ここでDは1ビットの遅延演算子を意味する。再生波形は等化器10に供給され、波形の応答が(1+D)となるように等化される。結果として、等化器の出力における総合伝達特性は(1-D²)になる。この後、最尤復号器11にてデータの識別を行う。図3に、ステップ波形を磁気記録した場合の再生孤立波形(ステップ応答を以下孤立波形と略す)のレスポンスを示す。孤立波形を図3(a)に示すように2タイムスロットに拡大した波形とみなすのが、PR4である。この波形は(1+D)なる特性を持つ。

(b) のように3タイムスロットに拡大した波形とみなすのがEPR4である。この波形は(1+D)²なる特性を持つ。さらに(c)のように4タイムスロットに拡大した波形とみなすのがEEPR4である。この波形は(1+D)³なる特性を持つ。以下に、EEPR4方式を例にとり、高次パーシャルレスポンス方式を概説する。EEPR4の総合伝達特性は孤立波形の伝達特性と磁気記録系の伝達特性の積として、(1-D)(1+D)³となる。これにより決まるEEPR4方式のインパルスレスポンスを図4に示す。図4(a)から分かるように、EEPR4の孤立波形はビット周期ごとに、1, 3, 3, 1の振幅特性を持つ。したがって、孤立パルスの応答は、図4(b)に示すように、上下反転した孤立波形を1ビット周期ずらして重複することで得られる。すなわち、孤立パルスの応答は1, 2, 0, -2, -1となる。EEPR4に最尤復号器を組み合わせたEEPRMLのトレリス線図を図5に示す。周知のようにEEPRML方式の動作は、トレリス線図で説明される。図中、akは時刻kにおけるEEPRMLへの入力信号を表す。ここで12は状態を示し、13は状態推移を示す。ラベル(ak/yk)の上段と下段はそれぞれ入

力信号値と出力信号値を示している。各信号処理方式の状態は過去の入力信号系列により決まる。EEPRMLでは、現時刻の再生信号レベルは過去の4タイムスロットにわたる信号の影響を受ける。時刻kにおける状態をSkとすれば、 $Sk = ((ak-4, ak-3, ak-2, ak-1) | ak(1, 0))$ とえられ、状態数は16になる。時刻k-1において複数の状態から発した状態推移が時刻kのある特定の状態に集まる。これらの状態推移に対し、各ラベルの下段に示されている出力信号と入力信号の差の2乗値をプランチメトリックと呼ぶ。また各状態に対する現時刻までのプランチメトリックの累積値をパスメトリックと呼ぶ。時刻kのある特定の状態に集まる状態推移の内、時刻k-1までのパスメトリックと各状態推移に対応するプランチメトリックの和が最も小さい値となる状態推移だけを最尤条件(もっとも確からしい)を満たす状態推移(パス)として選択する。この過程は以下に述べるようなステップに分けられる。すなわち、パスメトリックとプランチメトリックを加算(Add)する。次に、これらの加算値を状態毎に比較(Compare)し、最小値となる状態推移を選択(Select)する。これらの一連の動作をACSと略す。最尤復号は、このACS動作を各時刻、各状態毎に繰り返し、最終的にトレリス線図上でパスが一つに収束した時点でのデータを確定させる方法であり、周知の技術である。EEPRMLの性能は最小自由距離(Dfree)で決まる。ここでDfreeとは図5に示すトレリス線図上のある特定のノードから他の特定のノードに至る各種組み合わせの中でパスメトリックの差が最小のものである。EEPRMLのDfreeは6であることが知られている。さらに、Dfreeに続く信号間距離は8、10となる。EEPRMLのこれらの信号間距離は、最尤復号器に入力されるデータパターンで決まる。特に、信号間距離はパターン中の0から1あるいは1から0へ変化する連続回数で規定される。後述するように、例えばパターン中の反転位置をpで表わすと、p p pと3回連続する反転位置を持つ2種のパターンが1ビットずれた状態にある場合にこれらのパターン間の距離がDfreeを与える。これらのEPRML方式やEEPML方式の性能をさらに向上するために、Maximum Transition Run Code(MTRコードと略記する)が最近提案された。たとえば、"Maximum Transition Run Codes for Data Storage Systems", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 32, No. 5, September, 1996, pp3992-3994が公知例として知られている。上記MTRコードはパターンの反転が3回以上発生することを制限する機能を持つ。このMTRコードを使用すると、EEPRMLの信号間距離10以上のもののみに限定できる。したがって、等価的に信号のS/Nを向上できる。しかしながら、MTRコードではコードレートが4/5等になり、この値は通常使用されている16/17GCR(Group Coded Recording)や8/9GCRに比較して低い。このためコードレート損失が大きく、トータルのコーディングゲイン

は必ずしも満足行くものでない。具体的には、信号間距離が 6 から 10 に改善されることで生じるゲインは約 2.2 dB である。一方、コードレート損失は、磁気ディスクの記録密度にもよるが、例えば規格化線密度（再生波形の半値幅を記録パルスの幅で規格化したもの）= 3 のところで、約 1 dB 以上になり、トータルのコーディングゲインはせいぜい 1 dB 程度である。

【発明が解決しようとする課題】本発明の課題は、高次のパーシャルレスポンス方式とりわけEEPRML方式やEEEPRML方式の信号間距離を使用するコードにかかわらず拡張する一般的手法を提供することである。すなわち、磁気ディスク装置用 PRML 信号処理で使用されている 16/17 GCR や 8/9 GCR をそのまま適用できるようにして、コードレート損失を新たに生じることなく、信号間距離を等価的に拡大する手法を提供することである。

【課題を解決するための手段】本発明は、高次のパーシャルレスポンス方式とりわけEEPRML方式やEEEPRML方式

$$S/N = \text{信号間距離} / (\text{雑音電力} \cdot \text{雑音相関係数})$$

EEPRML方式を例にとり、本発明を具体的に説明する。符号は {1, 0} の 2 進数である。いま、符号誤りの大きさを定義するために、1 が 0 に誤った場合には 1、逆に 0 が 1 に誤った場合には -1、誤りが発生しなかった場合には 0 なる値を対応させる。この定義に従ったEEPRML方式の誤りパターンを分類したものを下記に示す。

(A) 信号間距離 = 6 の場合

(1, -1; 1)

(B) 信号間距離 = 8

1) (1, -1, 1, 0, 0, 1, -1, 1)

2) (1, -1, 1, -1, 1)

(C) 信号間距離 = 10

(0, 1, 0) etc.

(A) の実際の符号誤りパターンは (a, b, 1, 0, 1, c, d) が (a, b, 0, 1, 0, c, d) に誤るかまたはその逆の場合である。 (B) 1) の実際の符号誤りパターンは (1, 0, 1, a, b, 1, 0, 1) が (0, 1, 0, a, b, 0, 1, 0) に誤るかまたはその逆の場合である。 (B) 2) の実際の符号誤りパターンは (1, 0, 1, 0, 1, 0, 1) が (0, 1, 0, 1, 0, 1) に誤るかまたはその逆の場合である。ここで a, b, etc. は任意である。

(C) は 1 ビットの孤立パルス誤りである。 (A) と (B) に共通するパターンは前述したように、信号の反転が少なくとも 3 回以上連続する。したがってデータパターンでは a b 1 0 1 0 c d かまたは a b 0 1 0 1 c d およびこれらが連続する場合である。図 6 は信号間距離 = 6 の誤りをトレリス線図上に示したものである。図 6 中に示す 2 種のデータ系列 α および β はそれぞれ 0 1 0 a b c d e, 1 0 1 a b c d e なる値を持ち、最初の 3 ビットのみが異なる。これに対応する波形を図 7 に示す。この図から分かるように、この 2 種のパターンの信号間距離は 6 である。図 8 に同様に上記 (B) 1) に対

において孤立パルス波形の応答を本来のEEPRMLやEEEPRMLの応答から変化させることで、信号間距離を拡大させる。高次のパーシャルレスポンス方式では孤立パルスの応答は奇対称波形に選ばれている。例えば、EEPRML方式では、前述したように、孤立パルス波形の応答は 1, 2, 0, -2, -1 となる。本発明では、このような高次のパーシャルレスポンス方式の孤立パルス波形の応答が有する奇対称性を緩和することで、まず第 1 に信号間距離を拡大する。この信号間距離は信号識別時の S/N 比を決める。この距離が大きいほど等価的に信号の振幅が大きくなることを意味する。第 2 に雑音電力を低減する。パーシャルレスポンスの雑音は複数の時刻にわたって互いに相関を有する。最尤復号器の性能は、この雑音の相関の影響により劣化する。したがって、雑音の相関を抑圧することで実質的に雑音を低減することができる。すなわち、高次パーシャルレスポンス信号の S/N は次式で規定される。

式 1

応する波形を示す。さて、EEPRMLは伝達特性 (1-D) $(1+D)^3$ を有し、これにより図 4 (b) に示したように、インパルスレスポンスは 1, 2, 0, -2, -1 に決まる。したがって、1 ビット誤りが生じた場合は、誤ったパターンと本来の誤りが無いパターンとの信号間距離はこのインパルスレスポンスの各値の 2 乗和である 10 となる。この信号間距離はインパルスの持つ信号のエネルギーそのものである。しかるに、図 7、図 8 に示すような信号間距離 = 6 あるいは信号間距離 = 8 のパターンが存在する理由は、これらのパターンの組み合わせは、本来のインパルスの持つ信号エネルギーを相殺することにある。換言すれば、EEPRML方式は誤り伝播が発生しやすいパターンを有する。図 9 に示す例を用いて、このような信号間距離を減少させる原因をさらに考察する。この図は、図 7 に示したEEPRMLにおける信号間距離 6 となるパターンを示したものである。このパターンでは、信号反転が P1, P2, P3 と 3 回連続する。従って、図 9 (a) に示すように、レスポンス 1, 3, 3, 1 を有する孤立波形が正負正と交互に繰り返す。この結果、1, 2, 1, 1, 2, 1 なるレスポンスが得られ、この信号のエネルギーは各値の 2 乗和 $(1)2 + (2)2 + (1)2 + (1)2 + (2)2 + (1)2 = 12$ となる。一方各孤立波形単体の信号エネルギーは $(1)2 + (3)2 + (3)2 + (1)2 = 20$ となる。これ故、信号反転が P1, P2, P3 と 3 回連続するパターンでは孤立波形 3 個の合計 6 0 の信号エネルギーが 12 に縮退している。たとえば、図 9 (b) に示すように、孤立波形のレスポンスのうち、右端の 1 の振幅を持つレスポンスを除去すると信号間距離は 15 まで向上する。これの意味するところは、EEPRMLの孤立波形のレスポンス 1, 3, 3, 1 が複数のビットに広がり過ぎているため、前

述した（A）（B）に示す特別なパターンで、本来の信号の有するエネルギーが相殺されることである。これが、本質的に信号間距離を低減させ、この結果誤り伝播を引き起こすことになる。この考察により、信号間距離を拡大するための根本的な指針は、孤立波形のエネルギー（電力）を損失することなく、エネルギーを集中する方策をたてることである。一般的に、信号のエネルギーを集中する手段は、図10に示すように、孤立波形を全域通過フィルタ14に通し、最小位相推移条件を満たせばよいこと

$$L(t) = 1.0 / (1 + (2t/TW) / 2) \quad \text{式2}$$

TW は半値幅を与える。

この式2から明らかのように、 $L(t)$ は左右対称の波形である。ここで半値幅と記録するパルスの時間幅 T との比（ TW/T ）を規格化線密度と定義する。 TW/T の値が大きいほど、高密度記録された波形になる。通常磁気記録では、規格化線密度が2.5前後のものが使用されている。規格化線密度2.5と3.0を有するローレンツ波形を最小位相推移フィルタに通して得られた波形を $L_{min}(t)$ とする。図11に $L_{min}(t)$ を示す。図11から明らかのように波形は左右非対称であり、エネルギーが孤立波形のレスポンスの前半に

$$PR(D) = (1 - D/2) (c_0 + c_1 D + \dots + c_n D^{n-1}) \quad \text{式3}$$

右辺の前項の状態でタイミング抽出を行い、この後右辺の後項で与えられる非対称レスポンスを離散時間フィルタで与えることにより、上記非対称性を波形に与える。この際に式1で与える S/N が最大となる非対称係数 c_0, c_1, \dots, c_n を選択する。つぎに、実際の非対称係数を求める手法を述べる。まず16状態のEEPROMLの場合には、上記係数は $(c_0 = 1, c_1 = 2, c_2 = 1)$ で与えられる。すなわち c_1 を中心 c_0 と c_2 の値が対称係数となっている。これに対し、非対称係数を求めるには、まず式3右辺の後項を $c_0 = 1$ のモニック多項式にし、 c_1 と c_2 を実数の2変数関数とみな

が通信理論により明らかにされている。ここで最小位相推移条件とは、有理関数で与えられる信号の伝達関数の零点と極が同一単位円周内に存在することである。この条件を満たすように位相フィルタを設定することにより、信号のエネルギーが保存されたまま、インパルスレスポンスの前半部分に信号エネルギーを集中できる。磁気記録では、孤立波形はローレンツ波形で近似できることがよく知られている。これを $L(t)$ で与えると、以下の式で示される。

集中していることが分かる。しかしながら、非対称形から信号弁別に必要なクロック信号（タイミング信号）を抽出するのは一般に非常に困難である。この理由の一つは、位相歪みによりパターン依存のあるジッタ（時間ゆらぎ）が増加するためである。他の理由として、信号振幅が多値となるため、クロック信号（タイミング信号）抽出回路が複雑になり、この実現が困難になるからである。したがって、本発明では、この矛盾する条件を解消するために、高次パーシャルレスポンスの多項式 $PR(D)$ を次式のように因数分解し

$$PR(D) = (1 - D/2) (c_0 + c_1 D + \dots + c_n D^{n-1})$$

し、式1の評価基準にしたがって最適係数を求める。この後、この実数に最も近い整数係数を求める。式1に示した信号間距離、雑音電力・雑音相関係数等の求め方は、文献“Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Inter-symbol Interference”, IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-18, No. 3, May, 1972, pp363-378に詳細に記載されているため、省略する。表1に16状態のパーシャルレスポンスの代表的特性を示す。

【表1】

	係数			孤立パルス距離	最小距離	最小距離/孤立パルス距離	S/N
	c_0	c_1	c_2				
EEPROML	1	2	1	10	6	0.80	-0.46dB
本発明 No.1	6 (3)	4 (2)	2 (1)	22	18	0.817	1.01dB
本発明 No.2	5	4	2	70	48	0.69	0.753dB
本発明 No.3	4 (2)	4 (2)	2 (1)	14	8	0.57	0.036dB

表中に示す孤立パルスの距離は孤立パルスの有する電力

そのものである。最小距離は与えられた係数を持つペー

シャルレスポンス信号のトレリスダイアグラム上の距離の内、最小になるものである。したがって、最小距離／孤立パルスの距離はこれを与えるパーシャルレスポンスのエネルギーの利用効率を与える指標となる。本発明による係数を有するパーシャルレスポン方式はいずれも通常のEEPRLMのものよりこの点で優る。結果として、対称係

数を有するEEPRLMに対し、S/Nを効果的に改善できていることが分かる。表2に32状態のパーシャルレスポンスの代表的特性を示す。

【表2】

表2

△	係数				孤立パルス 距離	最小距離	最小距離／ 孤立パルス 距離	S/N
	C0	C1	C2	C3				
EEPRLM	1	3	3	1	28	12	0.428	-1.17dB
本発明 No.4	2	5	3	2	52	28	0.538	0.49dB
本発明 No.5	2	4	2	1	34	20	0.588	0.626dB

この場合にも、同様に特性の改善が顯著である。なお、表1および表2の特性は規格化線密度が2.5の場合に相当する。本発明は、さらに、S/N比の改善だけでなく、符号誤りの長さも従来のEEPRLMやEEPRLM方式の持つ長く連続する誤りから1ビットかあるいは3ビット長さの誤りが主体のものに改善できる。したがって、本発明は、少なくとも1ビットおよび3ビット連続誤りに対して符号誤り訂正能力を有する誤り訂正符号と組み合わせることで効率的な誤り訂正が可能になるという特長もある。

【発明の実施の形態】本発明にしたがった実際の回路構成例を図12に示す。まず、磁気ヘッド出力はプリアンプを経て、AGC（自動利得制御回路）とLPF（低域通過フィルタ）15に供給される。AGCにて、信号振幅が一定値になるように制御された後、LPFにより所望周波数帯域以外の雑音成分が除去される。このLPF出力信号はADC16により離散量化され、等化器10に入力される。等化器10では前述したように磁気ヘッドからの再生信号を、(1-D2)なるパーシャルレスポンス特性となるように等化する。この等化器の出力からADC16を動作させるために必要なクロック信号をPLL回路20により生成する。同時に、AGC15

$$\begin{aligned}
 S_k &= a_{k-5}, a_{k-4}, a_{k-3}, a_{k-2}, a_{k-1} \\
 y_k &= c_0 a_k + c_1 a_{k-1} + (c_2 - c_0) a_{k-2} + (c_3 - c_1) a_{k-3} - c_2 a_{k-4} - c_3 a_{k-5}
 \end{aligned}$$

4

最尤復号器はc3=0の場合には16状態、c3の値が非零の場合には、32状態を有する。(c0=3、c1=2、c2=1)なる値を持つ16状態最尤復号器のトレリス線図の構成例を図14に示す。ここでこのような係数を有するパーシャルレスポンスをMEEPRLMと呼称する。図14の16状態最尤復号器の一実施形態を

の制御信号もAGC制御回路21から得る。つぎに、等化器出力を離散フィルタ18に加え、その出力に(1-D2)(c0+c1D+...+cnDn-1)なる応答特性を持つ波形を得て、これを最尤復号器19に加え、データ識別を行う。この識別データを16/17変換もしくは8/9ENDECにより復調し、その出力に元のユーザデータを得る。なお、等化器出力をPR4の最尤復号器23に供給することにより、通常のPRML復調データが得られる。つぎに、離散フィルタの構成を示す。図13は(c0=3、c1=2、c2=1、c3=2)なる係数を持つ離散フィルタの構成例である。等化器10の出力を離散フィルタの入力端30に加える。この信号を3倍の係数乗算器31を通した出力、遅延回路33により1ビット遅延した信号を2倍の係数乗算器32に通した出力、2ビット遅延回路を通した出力を加算器34により加算することで所望のフィルタ特性を出力端35に得る。他の係数に関しても同様に構成できることは明らかである。つぎに、本発明によるトレリスダイアグラムの構成法を示す。最尤復号器への入力ビットの値akと各状態Skおよび出力ykは次式の関係がある。

式

図15に示す。本処理回路は、プランチメトリック生成部40、ACS回路41、バスメモリ42から構成されており、図14に示したMEEPRLMトレリス線図に基づき回路が構成されている。プランチメトリック生成部40は、MEEPRLMトレリス線図の各状態から発生する状態遷移のプランチメトリックを与えるものである。ACS41

は、16状態のパスメトリックとプランチメトリック値との加算、比較、選択を行い、もっとも確からしいパスに対するパスメトリック値を生成する。パスメモリ42は、各状態の比較結果をもとに、復号データの生成を行う。なおパスメトリックの初期化を初期設定回路43により、本回路起動時にに行なう。次に、本発明のデータ復調回路を用いた磁気記録再生装置の一実施例を図16に示す。パソコン等の外部装置は、磁気記録再生装置内のコントローラ102を介して、データの授受が行われる。まず、外部装置からのデータを記録する場合について説明する。コントローラ102は、データの記録命令を受けるとサーボ制御回路103に対し、記録すべき位置(トラック)に記録再生ヘッド106を移動する命令を発行する。記録再生ヘッドの移動が完了後、記録データは、記録データ処理回路104、R/Wアンプ5、記録再生ヘッド4を介して記録媒体3に記録される。記録データ処理回路104は、エンコード23、シンセサイザ112、プリコード9、記録補正回路114で構成され、エンコード23は、記録データをコーディング規則にしたがったコーディング処理、たとえば、8/9GCR(0, 4/4)コード変換を行う。エンコードされたデータ列は、シンセサイザ112の記録ビット周期にしたがって送り出される。プリコード9は、データ列に一定の拘束条件を与えるため、再度コード変換される。記録補正回路114は、磁気記録固有の記録処理の非線形性を除去するものである。以上の動作により記録処理が行われる。次に、データの再生動作について説明する。コントローラ102は、データ再生命令を受けると、サーボ制御回路103に対し、記録再生ヘッド4を該当するデータが記録された位置(トラック)へ移動する命令を発行する。記録再生ヘッドの移動が完了後、記録媒体3に記録された信号は、記録再生ヘッド4、R/Wアンプ5を介して、データ復調回路1に入力される。データ復調回路1で復調された復調データは、コントローラ102に出力され、復調データの正当性を確認したのち外部装置にデータを転送する。データ復調回路1は、ヘッド再生波形の振幅を一定にするAGC回路15、信号帯域外の雑音を除去する帯域除去フィルタ(LPF)15、再生信号をサンプリング

するADC16、再生波形の符号間干渉を除去する等化器10、ADC16のサンプリングタイミングを決定するPLL20、本発明の主眼となるデータ復調回路1、復調データのデコード処理(8/9GCRデコーダ)を行うデコーダ23から構成される。マイコン101は、コントローラ102、データ復調回路1などの装置全体の処理をソフトウェアで行うものである。ここでは、マイコン101は、コード違反検出回路128の検出結果の検知、PRML処理回路23とMEEPRML処理回路19を切り替えるマルチプレクサ129に情報を与えるレジスタ130の設定などの処理を行う。さらに、PRML処理回路の代わりに、表1に示す係数を有する他のMEEPRML処理回路を用いて、記録密度に応じてこれらを適応的に切り替える構成にすることも可能である。さらに、前述したように本発明では最尤復号器の出力データ中に生じる誤りの長さが1ビットあるいは3ビットが支配的になるため、これに適する誤り訂正を行なった後、デコーダ23にて8/9GCR等のデコード処理を行なう方が、符号誤りの拡大を防止する点で望ましい。このために、本発明によるLSIを構成する際に、LSI出力端子にデコード前の最尤復号器の出力を直接出すことを可能にする配線を行なうことも有効である。

【発明の効果】本発明は、磁気記録装置の再生孤立磁化反転波形を非対称波形に変更することで、EEPROMやEEPROM等で問題になっていたある特定パターンにおいて発生する誤り伝播を抑圧する。MEEPROM方式はEEPROM方式に比較して、磁気記録装置の再生孤立磁化反転の半値幅と記録信号の半値幅の比が装置の実用範囲である2.5程度の場合には、約1.5dB以上のS/Nが改善が見込まれる。本発明は、さらに、S/N比の改善だけでなく、符号誤りの長さも従来のEEPROMやEEPROM方式の持つ長く連続する誤りから単一ビットかあるいは3ビット長さの誤りが主体のものに改善できる。

【手続補正2】

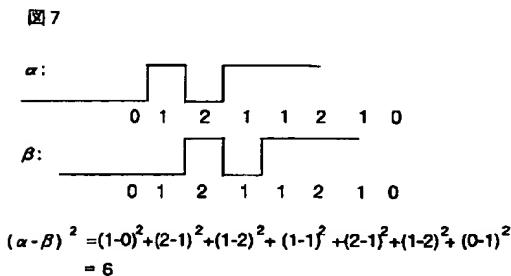
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】全図

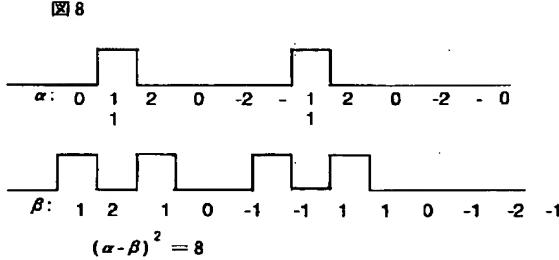
【補正方法】変更

【補正内容】

【図7】

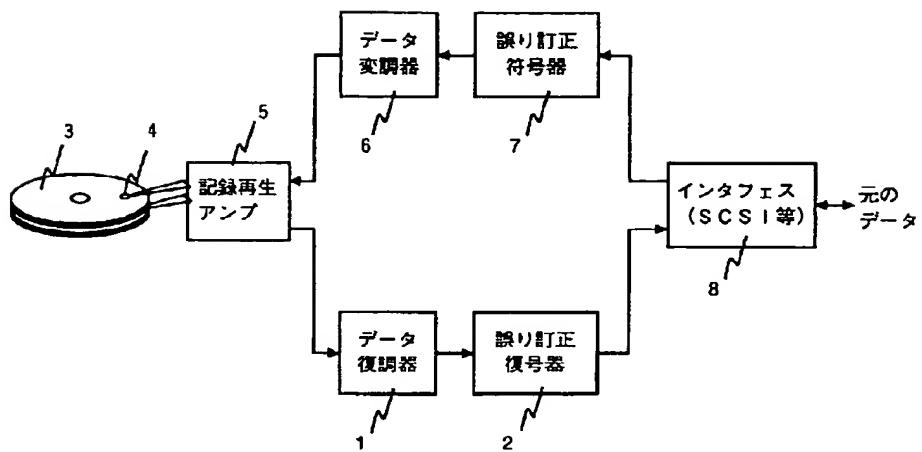


【図8】

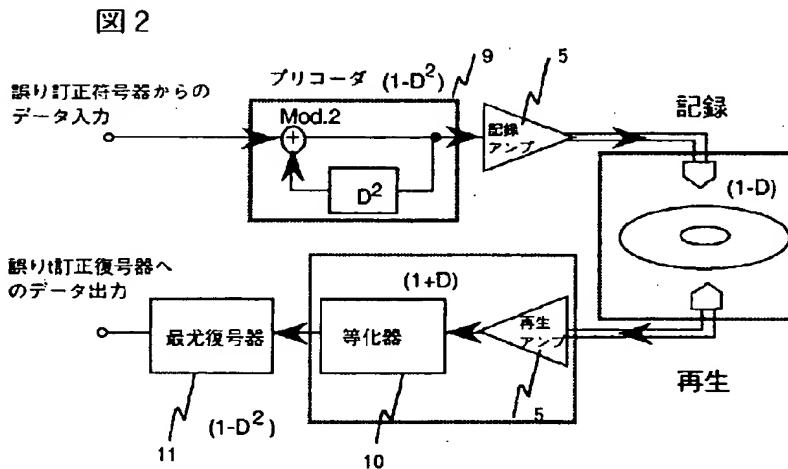


【図 1】

図 1



【図 2】



【図 10】

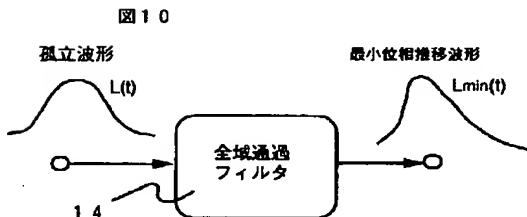
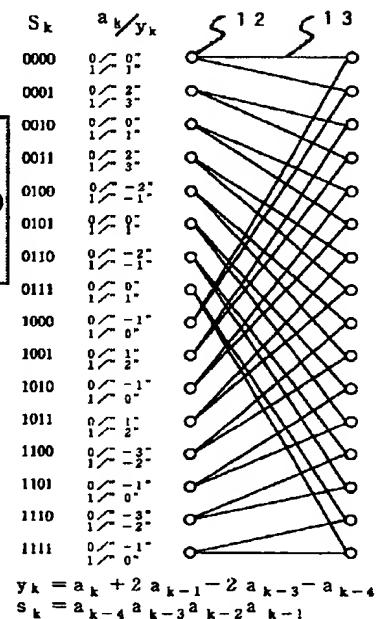
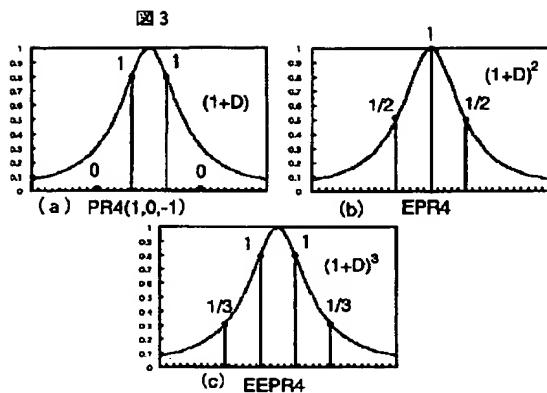


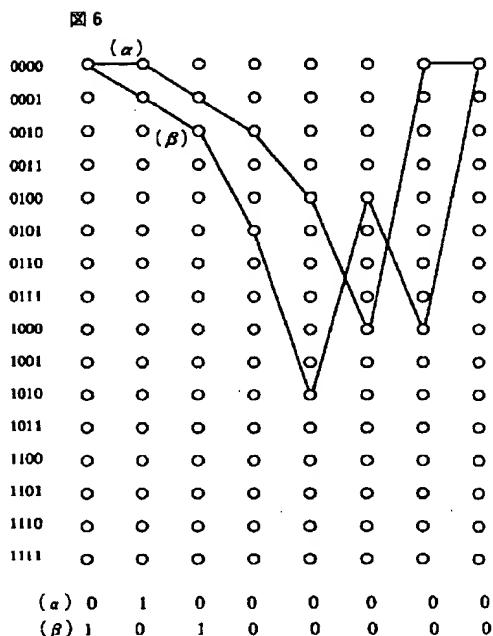
図 5



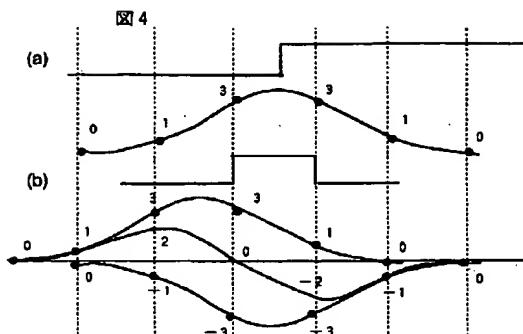
【図 3】



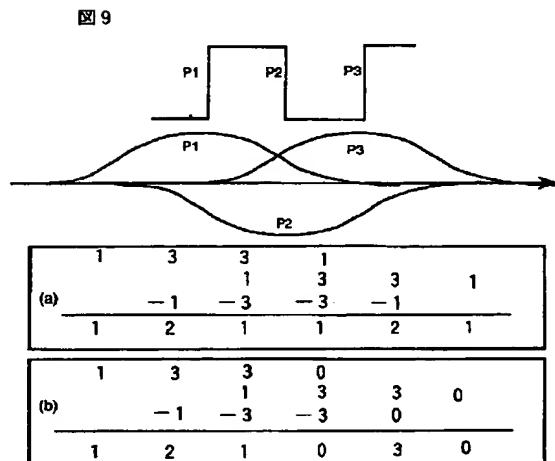
【図 6】



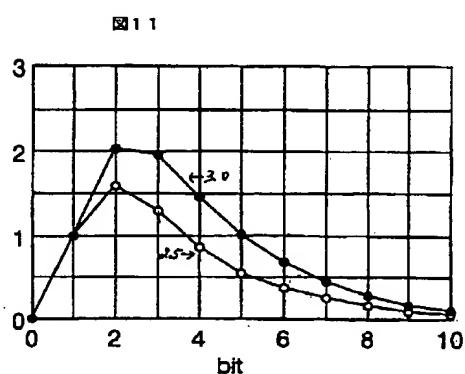
【図 4】



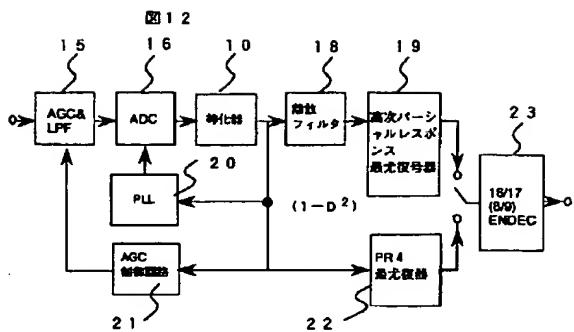
【図 9】



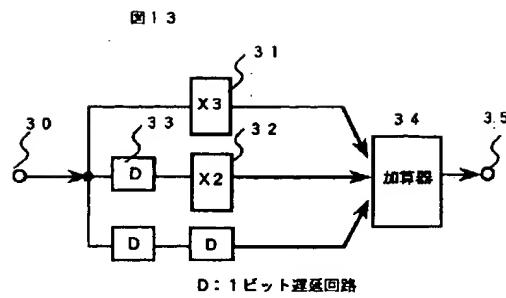
【図 11】



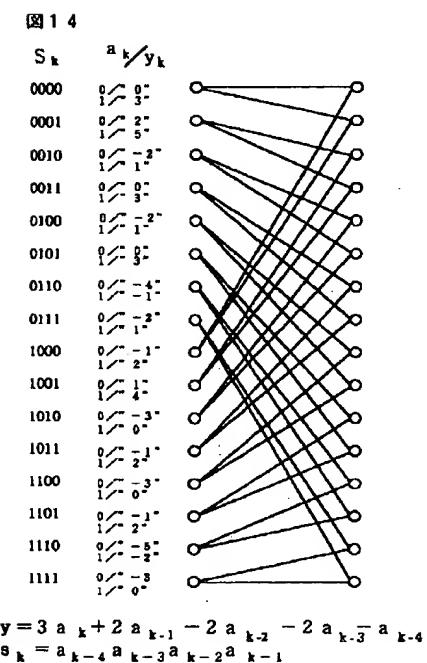
【図12】



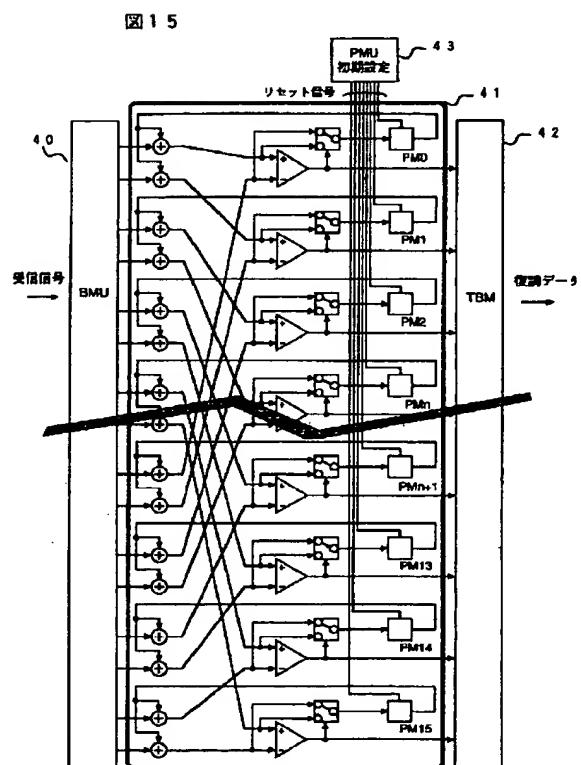
【図13】



【図14】

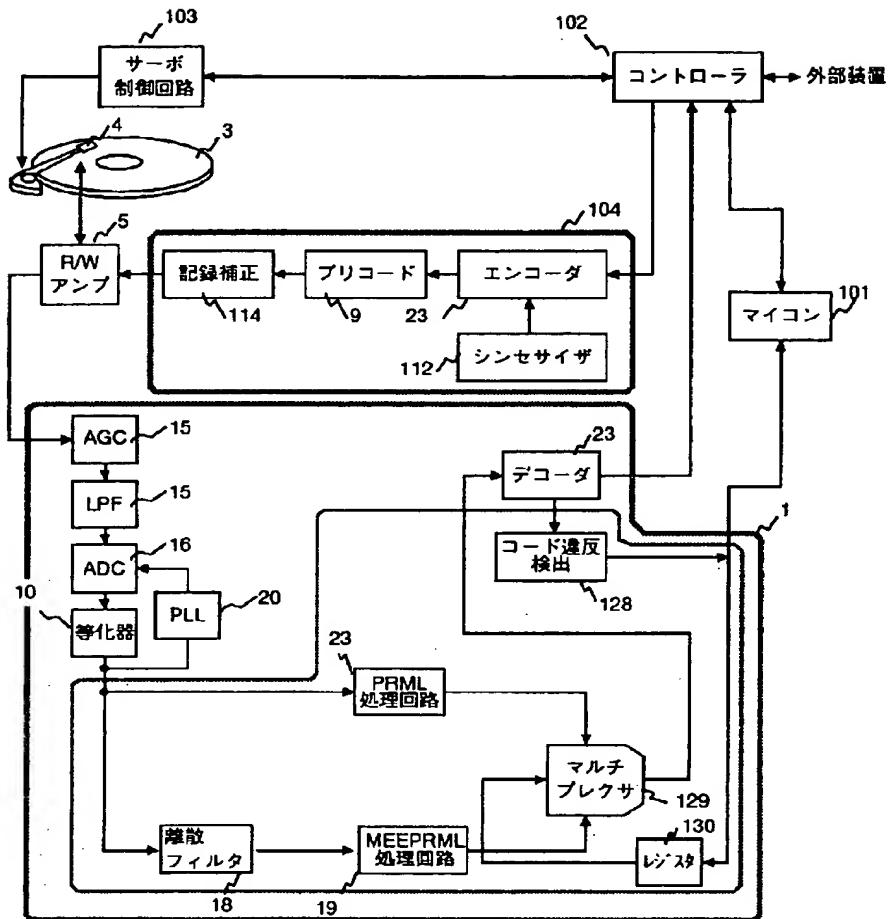


【図15】



【図16】

図16



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H 03 M 13/12

H 04 L 25/08

識別記号

F I

H 03 M 13/12

H 04 L 25/08

B

(72) 発明者 近藤 昌晴

神奈川県小田原市国府津2880番地 株式会

社日立製作所ストレージシステム事業部内